

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 特許公報 (B2)

(11)特許番号

第2669235号

(45)発行日 平成9年(1997)10月27日

(24)登録日 平成9年(1997)7月4日

(51)Int.Cl.⁶
H 04 J 11/00
H 04 L 27/38

識別記号 庁内整理番号

F I
H 04 J 11/00
H 04 L 27/00

技術表示箇所
B
G

請求項の数1(全5頁)

(21)出願番号 特願平3-319499
(22)出願日 平成3年(1991)12月4日
(65)公開番号 特開平5-211493
(43)公開日 平成5年(1993)8月20日

(73)特許権者 000004237
日本電気株式会社
東京都港区芝五丁目7番1号
(72)発明者 滝口 祥一
東京都港区芝五丁目7番1号日本電気株
式会社内
(74)代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)
審査官 石井 研一

(56)参考文献 特開 平2-84835 (JP, A)

(54)【発明の名称】 交差偏波干渉補償装置

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 それぞれの送信クロック信号に同期して互いに直交する偏波により送信された主偏波信号および異偏波信号を受信する際に、異偏波側から主偏波側へ交差干渉した異偏波信号成分を除去する交差偏波干渉補償装置であって、前記主偏波信号を復調して得られた第1のベースバンド信号から前記主偏波信号の送信クロック信号に同期した第1の再生クロック信号を生成する手段と、前記異偏波信号を復調して得られた第2のベースバンド信号から前記異偏波信号の送信クロック信号に同期した第2の再生クロック信号を生成する手段と、前記第1のベースバンド信号から前記交差干渉した異偏波信号成分の送信クロック信号に同期した第3の再生クロック信号を生成する手段と、前記第2および第3の再生クロック信号の位相差を検出しこの位相差に応じて前記第1

2

の再生クロック信号の位相を制御して第4の再生クロック信号として送出する手段と、前記第1の再生クロック信号により前記第1のベースバンド信号をサンプリングして第1のデジタル信号を生成する手段と、前記第4の再生クロック信号により前記第2のベースバンド信号をサンプリングして第2のデジタル信号を生成する手段と、前記第2のデジタル信号を基に前記交差干渉した異偏波信号成分と同一周波数特性且つ等振幅の補償信号を生成するトランスパーサル・フィルタと、このトランスパーサル・フィルタが前記補償信号を生成するに要する時間だけ前記第1のデジタル信号を遅延させる遅延手段と、この遅延手段により遅延された前記第1のデジタル信号と前記補償信号との減算を行って前記交差干渉した異偏波信号成分を除去する手段とを備えることを特徴とする交差偏波干渉補償装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は交差偏波伝送によるディジタル無線通信に適用する交差偏波干渉補償装置に関する、特に直交振幅変調または多相位相変調方式における全ディジタルトランスバーサル・フィルタを用いた交差偏波干渉補償装置に関する。

【0002】

【従来の技術】ディジタル無線通信においては、周波数を有効利用するために、互いに直交する2つの偏波、すなわち水平偏波（H偏波）および垂直偏波（V偏波）を用いて同一周波数により独立した2つの信号を伝送している。

【0003】ところで、この交差偏波伝送を直交振幅変調または多相位相変調方式に適用する場合、伝送路のフェージングやアンテナの交差偏波識別度の劣化等により、交差偏波間干渉が発生する。このため、受信側において交差偏波干渉補償装置を使用して干渉信号を除去している。

【0004】図2は、従来の交差偏波干渉補償装置を適用したディジタル無線通信システムの一例を示すブロック図であり、H偏波を受信する受信装置12に、V偏波が干渉する場合、すなわち、H偏波を主偏波側、V偏波を異偏波側とする場合を示している。

【0005】ここで、送信側では、データ信号D1および送信クロック信号C1（周波数f1）を受けて直交振幅変調または多相位相変調を行い、アンテナからH偏波のマイクロ波として送出する送信装置11と、データ信号D2および送信クロック信号C2（周波数f2）を受けて直交振幅変調または多相位相変調を行い、アンテナからV偏波のマイクロ波として送出する送信装置21と備えている。

【0006】一方、受信側では、送信側から送出されたH偏波およびV偏波のマイクロ波をそれぞれ受信しベースバンド信号D3およびD4を復調して出力する受信装置12および22と、V偏波側からH偏波側へ交差干渉した信号成分を除去する交差偏波干渉補償装置とを備えている。

【0007】次に交差偏波干渉補償装置について説明する。

【0008】H偏波を受信する受信装置12には、V偏波側からの交差干渉波が入力するので、受信装置12が outputするベースバンド信号D3にはH偏波信号成分の他に、V偏波干渉信号成分が含まれている。このベースバンド信号D3は、A-D変換器51によってディジタル化された後、遅延回路52を経て減算器53へ送出される。ここで、クロック再生器57は、ベースバンド信号D3から送信クロック信号C1に位同期した再生クロック信号C3（周波数f1）を生成する。

【0009】さて、V偏波信号成分を含むベースバンド

信号D4は、A-D変換器55、56によってそれぞれディジタル化された後、A-D変換器55の出力ディジタル信号はトランスバーサル・フィルタ60へ送出され、また、A-D変換器56の出力ディジタル信号はV偏波出力データ信号Dovとして送出される。

【0010】トランスバーサル・フィルタ60は、H偏波側に漏れ込んだV偏波干渉信号成分と同一の周波数特性且つ等振幅の補償信号Shを生成して減算器53へ送出する。減算器53は、H偏波信号成分に含まれたV偏波干渉信号成分を補償信号Shによって減算し除去する。なお、遅延回路52は、補償信号Shが生成されるまでの時間、A-D変換器51からの出力ディジタル信号を遅延させる。

【0011】減算器53からの出力ディジタル信号は、フリップフロップ回路54に供給され、クロック信号C3に応じてT周期の情報が抽出され、V偏波干渉信号成分が除去されたH偏波出力データ信号Dohとして送出される。

【0012】ところで、一般に、送信側のV偏波アンテナから受信側のH偏波アンテナまでの伝搬時間と、送信側のV偏波アンテナから受信側のV偏波アンテナまでの伝搬時間とは、伝搬路で生じるフェージングや伝搬路のルート変化等により経時に変化する。このように、H偏波信号とV偏波信号との相対伝達時間差に変動があつても補償特性が劣化しないようにするために、再生クロック周期Tの1/N（Nは2以上の数）の間隔のタップを有する分数間隔型トランスバーサル・フィルタを使用している。なお分数間隔型トランスバーサル・フィルタについては、例えば、特開平1-300729に記載されている。

【0013】ここで、図2に示したトランスバーサル・フィルタ60としては、再生クロック周期Tの1/2間隔の3タップを有するT/2間隔型トランスバーサル・フィルタを使用している。このT/2間隔型トランスバーサル・フィルタの場合、H偏波信号とV偏波信号との相対伝達時間差が±T/2以内ならば補償でき、実用上支障はない。このため、再生クロック信号C3（周波数f1=1/T）を2倍回路58に入力し、周波数が2f1のクロック信号C7を生成し、このクロック信号C7をA-D変換器51、55へそれぞれ供給し、T/2周期で標本量化してディジタル化している。

【0014】さて、T/2間隔型トランスバーサル・フィルタ60は、A-D変換器55からのディジタル信号の最上位ビット（極性信号）および、H偏波出力データ信号Dohの誤差を示すビット（誤差信号）との相関をとる相関検出回路61～63と、この相関検出回路の出力に応じ誤差成分が最小となるように各タップの重み係数を制御する重み付け回路64～66と、T/2の遅延を与えるシフトレジスタ67、68と、重み付け回路の出力を加算して補償信号Shを生成する加算回路69と

から構成されている。この制御アルゴリズムについては、例えば、電子通信学会編「ディジタル信号処理」、第11章に詳述されている。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の交差偏波干渉補償装置では、フェージング等によって伝搬路間の伝達時間が変化し、H偏波側およびV偏波側の信号間に相対伝達時間差が生じても補償できるようにするために、分数間隔型トランスバーサル・フィルタを使用して、送信クロック周波数の2倍以上の周波数で動作させる必要がある。このため、装置の回路素子として高速用のものを使用しなければならず、コスト高になるという問題点がある。

【0016】本発明の目的は、トランスバーサル・フィルタを使用して、送信クロック周波数で動作可能な交差偏波干渉補償装置を提供することにある。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明の交差偏波干渉補償装置は、それぞれの送信クロック信号に同期して互いに直交する偏波により送信された主偏波信号および異偏波信号を受信する際に、異偏波側から主偏波側へ交差干渉した異偏波信号成分を除去する交差偏波干渉補償装置であって、前記主偏波信号を復調して得られた第1のベースバンド信号から前記主偏波信号の送信クロック信号に同期した第1の再生クロック信号を生成する手段と、前記異偏波信号を復調して得られた第2のベースバンド信号から前記異偏波信号の送信クロック信号に同期した第2の再生クロック信号を生成する手段と、前記第1のベースバンド信号から前記交差干渉した異偏波信号成分の送信クロック信号に同期した第3の再生クロック信号を生成する手段と、前記第2および第3の再生クロック信号の位相差を検出しこの位相差に応じて前記第1の再生クロック信号の位相を制御して第4の再生クロック信号として送出する手段と、前記第1の再生クロック信号により前記第1のベースバンド信号をサンプリングして第1のディジタル信号を生成する手段と、前記第4の再生クロック信号により前記第2のベースバンド信号をサンプリングして第2のディジタル信号を生成する手段と、前記第2のディジタル信号を基に前記交差干渉した異偏波信号成分と同一周波数特性且つ等振幅の補償信号を生成するトランスバーサル・フィルタと、このトランスバーサル・フィルタが前記補償信号を生成するに要する時間だけ前記第1のディジタル信号を遅延させる遅延手段と、この遅延手段により遅延された前記第1のディジタル信号と前記補償信号との減算を行って前記交差干渉した異偏波信号成分を除去する手段とを備えて構成されている。

【0018】

【実施例】次に本発明について図面を参照して説明する。

【0019】図1は本発明の一実施例を示すブロック図であり、H偏波のマイクロ波を受信する受信装置12に、V偏波のマイクロ波が干渉する場合、すなわち、H偏波を主偏波側、V偏波を異偏波側とする場合を示している。

【0020】ここで、H偏波のマイクロ波とは、図2に示したように、データ信号D1および送信クロック信号C1(周波数f1)が直交振幅変調または多相位相変調されて、H偏波のマイクロ波として送出された電波であり、また、V偏波のマイクロ波とは、データ信号D2および送信クロック信号C2(周波数f2)が直交振幅変調または多相位相変調されて、V偏波のマイクロ波として送出された電波である。

【0021】受信側は、送信側から送出されたH偏波およびV偏波のマイクロ波をそれぞれ受信してベースバンド信号D3およびD4を復調して出力する受信装置12および22と、V偏波側からH偏波側へ交差干渉した信号成分を除去する交差偏波干渉補償装置とを備えている。

20 【0022】H偏波を受信する受信装置12には、V偏波側からの交差干渉波が入力するので、受信装置12が⁴⁰出力するベースバンド信号D3にはH偏波信号成分の他に、交差干渉したV偏波信号成分が含まれている。クロック再生器34および35は、ベースバンド信号D3およびD4から送信クロック信号C1およびC2に位同期した再生クロック信号C3(周波数f1=1/T)およびC4(周波数f2)をそれぞれ生成する。クロック再生器36は、ベースバンド信号D3に含まれている交差干渉したV偏波信号の送信クロック成分を抽出して、このV偏波信号の送信クロック成分に同期したクロック信号C5を生成する。なお、クロック再生器は、位同期ループで構成している。

30 【0023】またベースバンド信号D3は、A-D変換器31において再生クロック信号C3(周期T)によりサンプリングされてディジタル信号に変換された後、遅延回路32を経て減算器33へ送出される。

【0024】一方、V偏波側のベースバンド信号D4は、A-D変換器38、39によってそれぞれデジタル化される。この場合、A-D変換器38へ入力したベースバンド信号D4は、後述する位相制御回路37からの周期Tのクロック信号C6によりサンプリングされてデジタル信号に変換された後、T間隔形トランスバーサル・フィルタ40へ送出される。また、A-D変換器39へ入力したベースバンド信号D4は、クロック信号C4によりサンプリングされてデジタル信号に変換された後、V偏波出力データ信号Dovとして送出される。

【0025】T間隔形トランスバーサル・フィルタ40は、H偏波側に漏れ込んだV偏波信号成分と同一の周波数特性且つ等振幅の補償信号Sを生成して減算器33へ

送出する。減算器33は、H偏波信号成分に含まれたV偏波信号成分を補償信号Sによって減算して除去し、H偏波出力データ信号Dohとして送出する。なお、遅延回路32は、補償信号Sが生成されるまでの時間、A-D変換器31からの出力ディジタル信号を遅延させる。

【0026】ここで、T間隔形トランスバーサル・フィルタ40は、A-D変換器38からのディジタル信号の最上位ビット（極性信号）および、H偏波出力データ信号Dohの誤差を示すビット（誤差信号）との相関をとる相関検出回路41～43と、この相関検出回路の出力に応じ誤差成分が最小となるように各タップの重み係数を制御する重み付け回路44～46と、T時間の遅延を与えるシフトレジスタ47、48と、重み付け回路の出力を加算してT時間周期で補償信号Sを送出する加算回路49とから構成されている。

【0027】ところで、位相制御回路37は、クロック再生器35からの周波数f2のクロック信号C4、およびクロック再生器36からの周波数f2のクロック信号C5とをそれぞれ受け、両クロック信号の位相差 $\Delta\theta$ を検出しておき、この位相差 $\Delta\theta$ に応じて、クロック再生器34からの再生クロック信号C3（周波数 $f_1 = 1/T$ ）を遅延させてクロック信号C6としてA-D変換器38へ送出する。つまり、平常時における位相差が $\Delta\theta_1$ であり、伝搬路にフェージング等が発生したときの位相差が $\Delta\theta_2$ であれば、位相差の変化に対する時間変化 $\Delta t = (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_1) / 2\pi \cdot f_2$ だけ遅延させて送出する。

【0028】いま、例えば、伝搬路にフェージングが生じてV偏波側にt秒の遅延が生じたとき、V偏波側からの交差干渉波もt秒遅れるので、位相制御回路37はこれを検出し、再生クロック信号C3をt秒遅延させてA-D変換器38へ送出し、V偏波側のベースバンド信号をサンプリングさせてディジタル信号に変換させ、T間隔形トランスバーサル・フィルタ40へ送出させる。こ

の結果、T間隔形トランスバーサル・フィルタ40からの補償信号Sと、H偏波に含まれる交差干渉した信号成分とが一致し、交差干渉した信号成分を最適状態で除去できる。

【0029】つまり、フェージング等によって伝搬路間の伝達時間が変化して、主偏波側（H偏波側）および異偏波側（V偏波側）の信号間に相対伝達時間差が生じても、主偏波側から異偏波側へ漏れ込んだ信号成分に対して最適な補償効果を与えることができる。

【0030】
【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、フェージング等によって変化する主偏波信号と異偏波信号との相対伝達時間差を検出し、この相対伝達時間差に応じて、交差干渉した異偏波信号成分を相殺する補償信号の進み遅れを制御することができるので、最適な補償効果を得ることができる。また、A-D変換器やトランスバーサルフィルタは、送信クロック周波数で動作するので、従来のように、高速用の高価な回路素子を使用するは必要なく、コスト低減が可能となる。

【図面の簡単な説明】

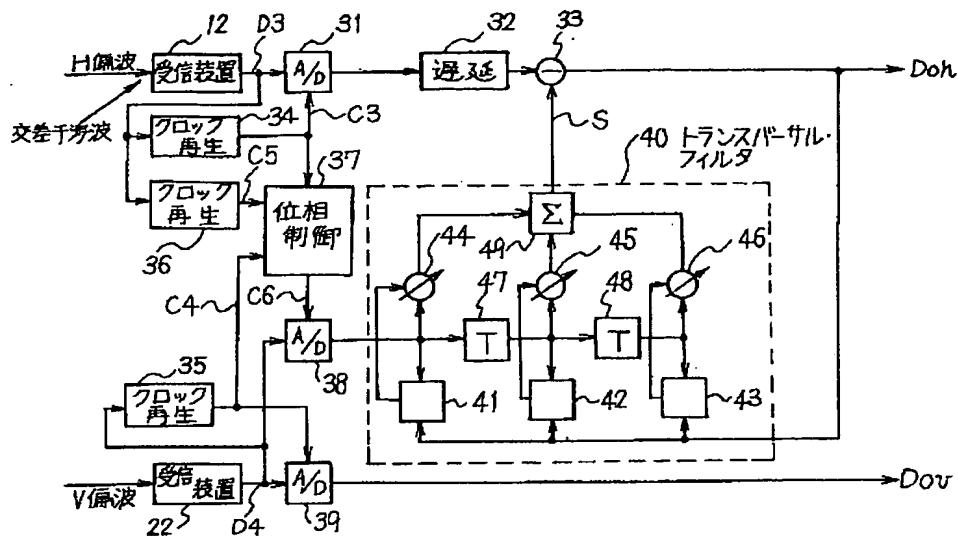
【図1】本発明の一実施例を示すブロック図である。

【図2】従来の交差偏波干渉補償装置を適用したディジタル無線通信システムの一例を示すブロック図である。

【符号の説明】

34, 35, 36	クロック再生器
31, 38, 39	A-D変換器36
32	遅延回路
33	減算器
37	位相制御回路
40	トランスバーサル・フィルタ
D3, D4	ベースバンド信号
C3～C6	クロック信号
S	補償信号

【図 1】



【図 2】

